

Authorized licensed use limited to: KTH Royal Institute of Technology. Downloaded on November 23, 2023 at 14:48:01 UTC from IEEE Xplore. Restrictions apply.

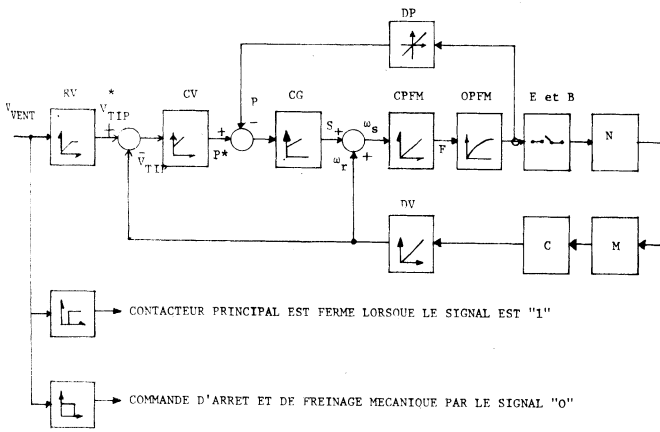


Figure 1.2: Schéma de commande

RV: Référence de vitesse
CV: Contrôleur de vitesse
CG: Contrôleur de glissement
CPFM: Contrôleur PFM
OPFM: Onduleur PFM
E et B: Echantillonneur et bloqueur
M: Machine linéarisée
C: Charge
DV: Détecteur de vitesse
DP: Détecteur de puissance
N: Élément non linéaire

peut être établi suivant les transformations d-q bien connues.^{4,5} Dans cette méthode, il est courant de développer les fonctions de transfert entre les différentes sorties et entrées. Compte tenu de notre intérêt d'étudier le système avec un modèle non linéaire et de tenir compte des différents groupes convertisseurs, nous utiliserons, pour la machine asynchrone un modèle simplifié et réaliste suivant les travaux dans l'article:⁶ on utilise la relation suivante entre le glissement et le couple électromagnétique développé autour d'un point de fonctionnement.

$$\Delta c_e = K_t \cdot \Delta f_{sl} \quad (1)$$

où Δc_e = changement du couple électromagnétique

K_t = coefficient de couple, constant

Δf_{sl} = changement de la fréquence de glissement

La fonction de transfert entre le glissement et vitesse peut s'établir à partir du schéma fonctionnel de la figure 2.

Par exemple, la fonction de transfert entre la vitesse et la fréquence de glissement, lorsque $C_m = 0$, est:

$$\frac{\Delta n_0}{\Delta f_{sl}} = \frac{K_t}{B + sJ} \quad (2)$$

Convertisseurs statiques à thyristors

Redresseur triphasé

Le redresseur triphasé fonctionne à angle d'amorçage constant. La tension à la sortie du redresseur est donc constante, puisque la tension d'alimentation de la source triphasée est constante. Remarquons également que le redresseur fournit la puissance active seulement au démarrage du moteur asynchrone et qu'il est au repos lors du fonctionnement de la machine asynchrone en mode hypersynchrone autoexcité.

Onduleur non autonome, piloté par le réseau

L'onduleur non autonome, lorsqu'il est en fonctionnement restitué

au réseau, l'énergie disponible dans la liaison à courant continu. L'angle d'amorçage est maintenu constant à environ 150°. Aucun changement de l'angle d'amorçage n'est prévu et de ce fait, on peut considérer la tension d'entrée à l'onduleur comme une tension continue constante.

Onduleur autonome à commutation auxiliaire

Une étude de simulation détaillée est possible à l'aide du logiciel ATOSEC 1.⁷ Néanmoins cette simulation ne sera pas faite lorsqu'il s'agit de la conception du circuit de commande pour le système de génération. Il est bien connu que malgré les tensions non sinusoïdales à la sortie de l'onduleur, le fonctionnement électromécanique de la machine peut être calculé tenant compte seulement des termes fondamentaux de tensions. Cette approche est courante et justifiée par plusieurs auteurs.^{8,9} Un pont à diodes de retour qui fonctionne en parallèle avec le montage onduleur fournit la tension continue redressée à l'entrée des onduleurs-autonome et non autonome. Remarquons que ce pont à diodes de retour est alimenté à partir des tensions triphasées, générées par la machine asynchrone, fonctionnant à fréquence variable.

La commutation forcée dans le circuit onduleur autonome est effectuée par un circuit auxiliaire de commutation. Les intervalles courts de commutation ainsi que les phénomènes associés ne seront pas tenus compte pour l'étude, parce que ces derniers ne modifient nullement le fonctionnement électromécanique du système.

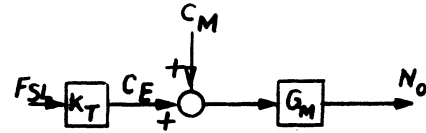


Figure 2: Fonction de transfert: machine asynchrone

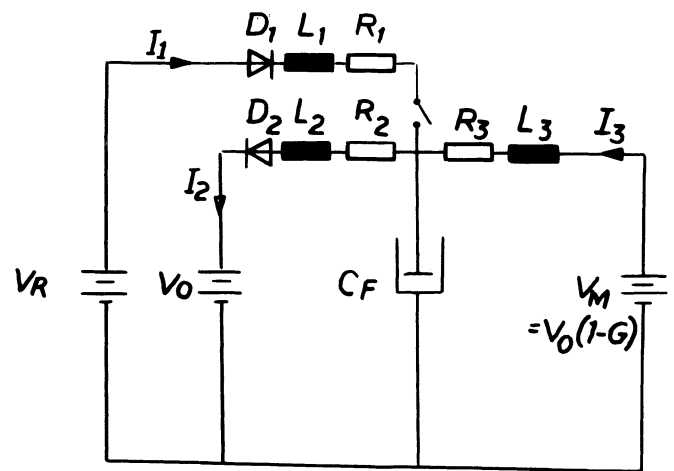


Figure 3: Circuit équivalent du système

Pour l'ensemble des convertisseurs et de la machine, nous proposons le circuit équivalent de la figure 3. Le schéma fonctionnel de commande pour le système est donné par la figure 4.

Design d'un contrôleur numérique dit optimal

Considérons le système, dont le schéma fonctionnel de commande est montré sur la figure 3. En assimilant la fonction de transfert entre le glissement et la tension de commande pour l'onduleur autonome comme suit:

$$K(s) = e^{-T_A s} \quad (3)$$

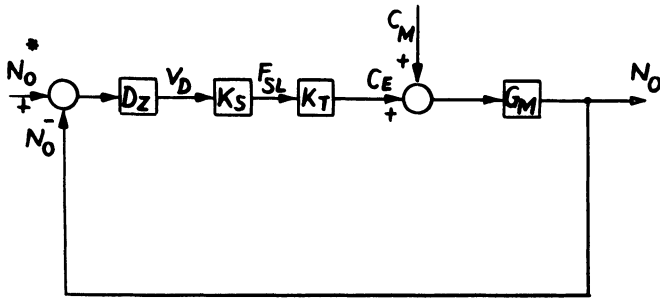


Figure 4: Schéma fonctionnel de la commande de vitesse

(J/B) et un délai pur T_A . Ce délai pur T_A est introduit au niveau de la sortie de l'onduleur, lorsqu'il y a un changement brusque du signal d'entrée de l'oscillateur qui commande la fréquence de fonctionnement de l'onduleur autonome. Le délai pur T_A est normalement variable qui peut être entre 0 et $T/6$ où T représente la fréquence de fonctionnement de l'onduleur autonome. Une étude du système en tenant compte de ce délai variable, peut s'avérer très complexe et nous voulons surmonter cette difficulté en introduisant un échantillonneur suivi d'un bloqueur d'ordre zéro; par ailleurs, lorsqu'on recherche un contrôleur numérique, il est indispensable d'introduire ce type d'échantillonneur.¹⁰ Le contrôleur numérique que nous voulons calculer est dit optimal: c'est-à-dire que la sortie régulée se stabilise sans oscillation dans un temps minimal. On démontre que ce temps minimal est exprimé en un nombre des périodes d'échantillonnages, qui est égal à l'ordre du système, s'il n'y a pas de contraintes supplémentaires sur la commande. Dans le cas du système en étude, il est pratique de limiter la valeur du glissement de la machine asynchrone à la valeur nominale, c'est-à-dire que le couple est limité à la valeur nominale. Tenant compte de cette contrainte, le diagramme des variables d'état du système peut être donné tel que montré à la figure 5.

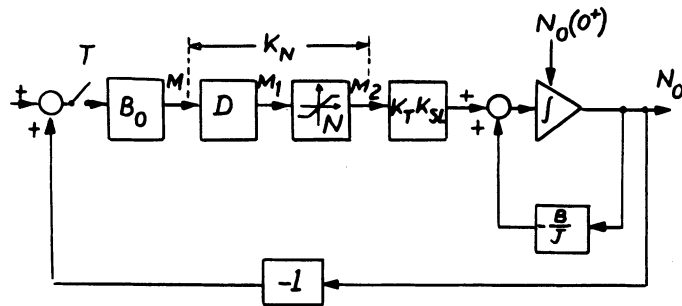


Figure 5: Diagramme des variables d'état

Calcul du contrôleur numérique

La formulation des équations d'état se fait par inspection du diagramme des variables d'état.

Des équations d'état sont données par:

$$\frac{dv(\lambda)}{dt} = [A] [v(\lambda)] \quad (4)$$

où $\lambda = t - nT$ et $0 < \lambda \leq T$

$$[\lambda] = \begin{bmatrix} n_0^* \\ n_0 \\ m \end{bmatrix} \text{ et } [A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} & K_t K_{sl} K_n \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les conditions initiales sont exprimées par:

$$[V(0)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

La matrice $[B]$ suivante relie les valeurs des conditions initiales entre les instants (nT) et (nT^+) :

$$[V(nT^+)] = [B] [V(nT)] \quad (6)$$

$$\text{où } [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

La matrice $[B]$ est calculée à partir des relations suivantes:

$$n_0^* (nT^+) = n_0^* (nT) \quad (7.1)$$

$$n_0 (nT^+) = n_0 (nT) \quad (7.2)$$

$$m (nT^+) = n_0^* (nT) - n_0 (nT) \quad (7.3)$$

La solution pour le système d'équations différentielles données par (4) est exprimée par l'équation suivante:

$$[V(\lambda)] = [\phi_n(\lambda)] [B] [V(nT^+)] \quad (8)$$

dans laquelle, $[\phi_n(\lambda)]$ est la matrice de transition à l'instant $t = nT + \lambda$.

La matrice de transition $\phi_n(\lambda)$ est donnée par:

$$[\phi_n(\lambda)] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Une méthode simple pour calculer un élément quelconque, a_{ij} , de la matrice de transition est d'apporter une entrée en échelon unitaire à la "borne de condition initiale" (Voir le diagramme des variables d'état) de la variable "j" et de calculer la réponse à la sortie de la variable "i".

Par exemple, pour notre système en étude (figure 5),

$$a_{23} = L^{-1} \left[K_n K_t K_{sl} \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{(s + B/J)} \right] \\ = K_n K_t K_{sl} [1 - \exp(-B/J)\lambda] \quad (9.1)$$

Remarquons que dans l'expression pour l'élément a_{23} de la matrice de transition, le gain, K_n , peut être variable et la valeur K_n dépend de l'instant d'échantillonnage: K_0, K_1, \dots, K_n .

La matrice de transition d'état pour le système est:

$$[\phi_n(\lambda)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\frac{B}{J}\lambda} & K_t K_{sl} K_n (1 - e^{-\frac{B}{J}\lambda}) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.2)$$

Lorsque $n = 0$ et $t = T$, les valeurs des variables d'état se calculent¹⁰ à partir de l'expression suivante:

$$[V(T)] = [\phi_0(T)] [V(0^+)] \dots \dots \dots (A-7-1)$$

$$\text{où } [\phi_0(T)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\frac{B}{J}T} & K_t K_{sl} K_0 (1 - e^{-\frac{B}{J}T}) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.3)$$

Le vecteur initial est:

$$[V(0)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } [V(0^+)] = [B] [V(0)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Au temps $t=T$, $n=0$

$$[V(T)] = [\phi_o(T)] [V(0^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ K_t K_{sl} K_o (1 - e^{-\frac{B}{J}T}) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\text{et } [V(T^+)] = [B] [V(T)] = \begin{bmatrix} 1 \\ K_t K_{sl} K_o (1 - e^{-\frac{B}{J}T}) \\ 1 - [K_t K_{sl} K_o (1 - e^{-\frac{B}{J}T})] \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

La contrainte imposée sur la variable, m_2 , exige la vérification de la condition suivante à la fin de chaque instant d'échantillonnage:

$$\text{Si } m_2(nT^+) \leq M_2 \text{ pour } n = 0, 1, 2, \dots \text{ etc.} \quad (10)$$

Selon le cas si $m_2(nT^+) \leq M_2$ ou contraire, nous avons le calcul différent à faire pour le contrôleur. Nous allons illustrer ces méthodes de calcul en prenant les valeurs numériques suivantes pour les paramètres du système.

Application numérique

$$\begin{aligned} J &= 1 \text{ Kg m}^2 & n_o^* &= 2.5 \text{ V/2000 tpm} \\ B &= 0.1 \text{ Nm/rad/Sec} & M_1 &= M_2 = \pm 5 \text{ Volts} \\ K_{sl} &= 1 \text{ Hz/Volt} & C_1 &= K_t K_{sl} M_2 = \pm 25 \text{ Nm} \\ T &= 1 \text{ seconde} \end{aligned}$$

$$V(0) = \begin{bmatrix} n_o^*(0) = 1 \\ n_o(0) = 0 \\ (0) = 0 \end{bmatrix} \text{ et } [V(0^+)] = [B] [V(0)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{où } m(0^+) = 1$$

$$\phi_o(T) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.91 & 0.45 K_o \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[V(T)] = [\phi_o(T)] [V(0^+)]$$

$$= \begin{bmatrix} 1 \\ 0.45 K_o \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } [V(T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.45 K_o \\ 1 - 0.45 K_o \end{bmatrix}$$

Pour que le contrôleur à gain variable, D_1 , ajuste la sortie, n_o , sans oscillation dans une période d'échantillonnage,

$$n_o(T^+) = 1 \text{ c'est-à-dire que } K_o = 1/0.45$$

$$m(T^+) = 0 \text{ c'est-à-dire que } K_o = 1/0.45$$

Comme la valeur de la sortie $m_2(0^+) = K_o m(0^+)$ ainsi calculé est inférieure à la valeur maximum de 5 volts, le système peut stabiliser sans oscillation à la fin d'une période d'échantillonnage.

Temps	0	0 ⁺	T	T ⁺	2T	2T ⁺	
Sortie m	0	1	0	0	0	0	$K_o = 2.22$
Sortie m_2	0	2.22	0.02	0.02	0.02	0.02	

$$D(z) = \frac{M_2(z)}{M(z)} = 2.22 + 0.02 Z^{-1} + 0.02 Z^{-2} + \dots$$

Nota: Le gain est ajusté à une valeur de 0.02 après la stabilisation pour que la somme des entrées à l'intégrateur (figure 5) est nulle. $D(z)$ représente la transformée en z du contrôleur numérique.

Deuxième application numérique

Le paramètre, B , pour le système étudié dans l'exemple précédent est modifié: Il vaut 0.01 Nm/rad/S. Tous les autres paramètres du système sont inchangés.

$$[V(0)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } [V(0^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

où

$$\begin{aligned} m(0^+) &= 1 \\ m_2(0^+) &= K_o \end{aligned}$$

$$\phi_o(T) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.99 & 0.05 K_o \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$V(T) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.05 K_o \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } [V(T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.05 K_o \\ 1 - 0.05 K_o \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} m(T^+) &= 1 \\ m_2(T^+) &= K_o \end{aligned}$$

Si l'on désire que la vitesse atteigne la valeur affichée à la fin de la première période d'échantillonnage, il faut que:

$$\begin{aligned} n_o(T^+) &= 0.05 K_o = 1 \\ \text{et } m(T^+) &= 0 = 1 - 0.05 K_o \end{aligned}$$

Ceci implique une valeur de $K_o = 20$. Remarquons que $K_o = 20$ implique une valeur de variable $m_2(0^+)$ supérieure à la valeur maximale permise. Donc, on doit limiter le gain K_o .

$$V(T^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.25 \\ 0.75 \end{bmatrix} \begin{matrix} K_o \max = \sim 5 \\ K_1 \max = \frac{5}{m(T^+)} \end{matrix}$$

Calcul de $V(T^+)$ avec $K_o = 5.00$

$$\phi_1(T) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.99 & 0.05 K_1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } V(T^+) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.25 \\ 0.75 \end{bmatrix}$$

$$[V(2T)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.2475 + 0.0375 K_1 \\ 0.75 \end{bmatrix} \text{ et } [V(2T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.2475 + 0.0375 K_1 \\ 0.7525 - 0.0375 K_1 \end{bmatrix}$$

$$K_1 \max = \frac{5}{0.75} = 6.67$$

$$\phi_1(T) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.99 & 0.3335 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } [V(2T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.498 \\ 0.502 \end{bmatrix}$$

$$K_2 \max = \frac{5}{0.502} = 10$$

$$[V(3T)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.493 + 0.025 K_2 \\ 0.502 \end{bmatrix} \text{ et } [V(3T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.493 + 0.025 K_2 \\ 0.507 - 0.025 K_2 \end{bmatrix}$$

$$\phi_2(T) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.99 & 0.5 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } [V(3T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.744 \\ 0.256 \end{bmatrix}$$

$$\phi_3(T) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.99 & 0.05 K_3 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$K_{3 \max} = \frac{5}{0.256} = 19.53$$

$$[V(4T)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.737 + 0.013 K_3 \\ 0.256 \end{bmatrix} \text{ et } [V(4T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.737 + 0.013 K_3 \\ 0.263 - 0.013 K_3 \end{bmatrix}$$

$$K_3 = \frac{0.263}{0.013} > K_{3 \max}$$

Ajuster:

$$\phi_3(T) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.99 & 0.98 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } [V(4T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.99 \\ 0.009 \end{bmatrix}$$

$$K_{4 \max} = \frac{5}{0.009} = 555$$

$$[V(5T)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.99 \times 0.99 + 0.05 K_4 \times 0.009 \\ 0.009 \end{bmatrix}$$

$$\text{et } [V(5T^+)] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.9801 + 4.5 \times 10^{-4} K_4 \\ 0.0199 - 4.5 \times 10^{-4} K_4 \end{bmatrix}$$

$$K_4 = \frac{0.0199}{4.5 \times 10^{-4}} < K_{4 \max}$$

Choisir:

$$K_1 = 44 \text{ pour que } \begin{aligned} n_0^*(5T^+) &= 1 \\ n_0(5T^+) &= 1 \\ m(5T^+) &= 0 \end{aligned}$$

Temps nT^+	0^+	T^+	$2T^+$	$3T^+$	$4T^+$	$5T^+$	$6T^+$
$m(nT^+)$	1	0.75	0.502	0.256	0.009	0	0
$m_2(nT^+)$	5	5	5	5	5	0.002	0.002
K_n	5	6.67	10	19.53	44	—	—

Contrôleur numérique:

$$D(z) = \frac{M_2(z)}{M(z)} = \frac{5 + 5z^{-1} + 5z^{-2} + 5z^{-3} + 5z^{-4} + 0.002z^{-5}}{1 + 0.75z^{-1} + 0.502z^{-2} + 0.256z^{-3} + 0.009z^{-4}}$$

Nota: La somme des entrées à l'intégrateur doit être nulle pour $T > 5T$ c'est-à-dire que la sortie du contrôleur numérique est 0.002.

Remarque: (1) Dans le deuxième exemple d'application, la constante de temps mécanique du système est augmentée par un facteur de 10 en diminuant le coefficient de frottement B. C'est pour cette raison que la vitesse ne peut pas atteindre la valeur affichée à la fin d'une seule période d'échantillonnage sans excéder des contraintes sur les variables de manipulation (variable m_2). On obtient la vitesse affichée après 5 périodes d'échantillonnage. (2) Il est possible d'établir un organigramme de calcul suivant les étapes détaillées ci-dessus.

Conclusion

1. Nous avons développé dans cet article des modèles pour l'élaboration d'une stratégie de commande d'un système de génération à vitesse variable.
2. Nous avons élaboré les étapes de conception d'un contrôleur numérique optimal, en utilisant la méthode de transition d'état; cette méthode se prête bien au design d'un contrôleur numérique assisté par ordinateur.
3. Nous poursuivons ces travaux dans le but de réaliser ce contrôleur numérique incorporant les étapes de calcul dans un système de commande à micro ordinateur.

Remerciements

Ce travail de recherche est subventionné par les fonds provenant du ministère d'Énergie, Mines et Ressources du Canada, du Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et Génie et de l'Université du Québec à Trois-Rivières.

Références

1. V. Rajagopalan, A. Lescarbeau, D. Veillette et K. Sankara Rao, "Contribution to the development of wind energy conversion schemes", article présenté au congrès "International Electrical, Electronics Conference and Exposition, Toronto, Canada", 26 au 28 septembre 1977. Publié dans les annales du Congrès: *IEEE 77Ch1256-7 Reg 7* pp. 216-217.
2. V. Rajagopalan et D. Veillette, "Contribution to the development of wind energy systems using static power electronic converters", article présenté au congrès "1978, Power Electronics Specialists Conference", Syracuse, USA, 13 au 15 juin 1978. Publié au complet dans les *Annales du Congrès 75CH1337-5AES*, pp. 69-75.
3. V. Rajagopalan et K. Sankara Rao, "An economical auxiliary commutated thyristor three phase inverter suitable for pulse frequency modulation", article présenté au Congrès "IEEE-IAS Annual Meeting", Toronto, 1er au 5 Octobre 1978. Publié au complet dans les *Annales du Congrès: IEEE-IAS Conference Record no. 78 CH1346-61A*, 1978, pp. 478-485.
4. T. A. Lipo et A. B. Plunkett, "A novel approach to induction motor transfer functions", *IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record*, Oct. 8-11, 1973, pp. 441-449.
5. V. R. Stefanovic et T. H. Barton, "The speed-torque transfer function of electric drives", *IEEE Trans. on industry applications*, Sept./ Oct. 1977, vol. IA-13, No. 5, pp. 428-436.
6. P. C. Sen et M. MacDonald, "Slip-frequency controlled induction motor drives using digital phase-locked-loop control system", *Canadian Electrical Engineering Journal*, July 1977, vol. 2, no. 3, pp. 15-22.
7. V. Rajagopalan, A. Lescarbeau, J. Pelletier, K. Sankara Rao et D. Mukhedkar, "Simulateur digital des convertisseurs de puissance à thyristors", *Revue canadienne de génie électrique*, vol. 3, no. 1, 1978, pp. 5-10.
8. E. P. Cornell et T. A. Lipo, "Design of controlled current a.c. drive systems using transfer function techniques", *IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives*, Proceedings volume 1, Dusseldorf, Oct. 7-9, 1974, pp. 133-147.
9. V. R. Stefanovic, "Closed loop performance of induction motors with constant Volts/ hertz control", *Electric Machines and Electromechanics*, vol. 1, no. 3, April-June 1977, pp. 255-266.
10. Julius T. Tou, "Modern Control Theory", *McGraw-Hill Electrical and Electronic Engineering Series*, 1964, chapitre 4.